






Method for frequency offset estimation in a direct sequence spread spectrum communications receiver

Bibliographic data	Description	Claims	Abstract	Original document	INPADOC legal status
Publication number:	CN1404662 (A)				
Publication date:	2003-03-19				
Inventor(s):	BOLOORIAN MAJID [JP]				
Applicant(s):	NIPPON ELECTRIC CO [JP]				
Classification:					
- international:	H04B1/707; H04L7/00; H04L27/00; H04B1/707; H04L7/00; H04L27/00; (IPC1-7): H04B1/707; H04B7/26				
- European:	H04L27/00R				
Application number:	CN20018005261 20010219				
Priority number(s):	GB20000003859 20000219				
Also published as:					
 CN1211943 (C)					
 GB2359456 (A)					
 GB2359456 (A8)					
 GB2359456 (B)					
 US2003142733 (A1)					
more >>					
View INPADOC patent family					
View list of citing documents					
Report a data error here					

Abstract not available for CN 1404662 (A)

Abstract of corresponding document: **GB 2359456 (A)**

A method of estimating the difference in frequency between base station transmissions received over a radio channel and a locally generated carrier frequency in a mobile receiver. The differential phase shifts imparted to different parts of a received synchronization code because of a frequency offset of the local reference oscillator are detected in the receiver. A series of partial correlations of the received synchronization code over a single transmission slot allows detection of the differential phase shifts. Signal to noise ratios may be improved by means of a series of overlapping partial correlations. The period over which the correlations are performed is much less than the coherence time of the radio channel.

.....
Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 1/707

H04B 7/26



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01805261.4

[43] 公开日 2003 年 3 月 19 日

[11] 公开号 CN 1404662A

[22] 申请日 2001.2.19 [21] 申请号 01805261.4

[30] 优先权

[32] 2000. 2. 19 [33] GB [31] 0003859.6

[86] 国际申请 PCT/JP01/01157 2001. 2. 19

[87] 国际公布 WO01/61880 英 2001. 8. 23

[85] 进入国家阶段日期 2002. 8. 19

[71] 申请人 日本电气株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 马吉德·博洛利安

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

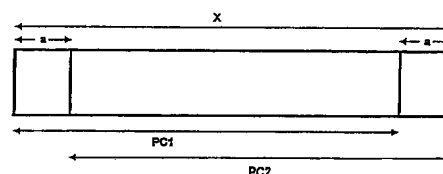
代理人 龚海军

权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称 在直接序列扩展频谱通讯接收机中的频率偏移估算方法

[57] 摘要

一种方法，用来估算在通过无线电信道接收到基站的传输和移动接收机中本地产生的载波频率之间的频率差值。在接收机中检测到因为本地基准振荡器的频率偏移而给予接收同步代码不同部分的微分相移。通过单个传输时隙接收的同步代码的序列偏相关允许检测不同的微分相移。通过序列重叠偏相关，可以提高信噪比。相关执行所用的时间周期要比无线电信道的相干时间少得多。



ISSN 1000-4274

1. 一种在直接序列扩展频谱通讯接收机中估算频率偏移的方法，
5 包括计算相位差值的步骤，这个相位差值通过接收机中下行转换给予通过无线电信道接收的同步代码部分，由接收的同步代码部分与存储在接收机中的同步代码的序列相关性计算所述的相位差，其中，执行的序列相关的周期不比所述的存储同步代码的持续时间长。

2. 如权利要求 1 所述的一种频率偏移估算方法，其中在序列相关
10 中的每个相关都包括一个和另外一个序列相关中的相关共用的接收同步代码的部分。

3. 如权利要求 1 和 2 所述的一种频率偏移估算方法，其中将从第一个序列关系中计算出来的输出相位值和从多个后续的序列关系中计算出来的输出相位值相加，以及这个总和的平均值用做频率偏移的估算。

15 4. 如前面任一权利要求所述的一种方法，其中序列的偏相关在一个长度为 X 的码片的代码上执行，以及序列的偏相关包括了代码的第一个 $X-a$ 码片的第一个关系周期和代码的最后一个 $X-a$ 码片的第二个关系周期，而 a 是所述的代码的码片的一个数值，它不比 $X/2$ 大。

在直接序列扩展频谱通讯接收机中的频率偏移估算方法

5

技术领域

本发明涉及直接序列扩展频谱通讯，特别地，它涉及用来估算移动式接收机中的一个本地信号频率偏移的一种方法。

10 背景技术

在蜂窝系统中，从网络基站传输的同步和频率的精确度取决于非常稳定和高度精确的基准振荡器。在为网络基站通讯提供移动站的竞争市场中，未来的移动设备购买者需要的是其具有一个较低的价格。因此，低价格的基准振荡器，例如电压控制晶体振荡器（VCXO），将会成为通常的选择，以用作例如宽带码分多址网络中移动站的基准振荡器。

15 这些低价格基准振荡器的频率精确度比如说是百万分之 5（ppm），要比可用于基站的基准振荡器的频率的精确度小的多（比如说是百万分之 0.05）。所得到的在基站传输和本地产生的用于移动站中下行转换的载波频率之间的频率差值，也就是所谓的频率偏移，会在同步时引起问题。因为移动站的运动会产生多普勒效应移位，因此会在移动站中引起更多的频率误差。

当给移动站提供电源时，它和一个基站同步的任务就开始了（初始信元查找）。在欧洲电信标准协会（ETSI）公开物 TR 101 146 3.0.0 版本通用移动通讯系统、原理评定中，描述通用移动通讯系统（UMTS）的特征和下文将要描述的关于初始信元查找的过程。正如本领域普通技术人员所清楚的那样，，目前的发明不仅限于用于 UMTS，也可以适用于其它的 WCDMA 系统中。可参考构成现有技术部分的 Liu 的美国专利 US 25 5 982 809。

由移动站进行的初始信元查找的执行有三个步骤，第一步是获取与通过衰减路径在移动站的接收机提供最强信号的基站发射的时隙同步。

参考图 1，它是基站广播传输的示意图，基站传输由 1 代表，传输通道由 2 代表，和移动站接收机由 3 代表。在图 1 中的示例只显示了来自于两个基站（BTS1 和 BTS2）的传输。

5 这些基站传输相互之间不同步，使这些基站传输维持在公用固定的持续时间间隔中发送，公用固定的持续时间间隔被称为时隙，公用固定的持续时间帧时间间隔被称为帧。一帧包括 15 个时隙。如图 1 中所示，用来从 BTS2 传输的时隙的开始比用来从 BTS1 传输的时隙的开始延迟了任意 t 秒。

10 基站传输包括与时隙的边界对准的一个同步信道（SCH），和一个主通用控制物理信道（PCCPCH）。如图 2 所示，同步信道包括主同步代码（PSC）和次同步代码（SSC）。主同步代码在每个时隙开始时，所有的基站不断地重复作为主同步代码传输的代码（ C_p ）。

15 传输到接收机 3 的 BTS 传输将会受到通道 2 的影响以及例子中的 BTS2 传输通过 3 路径（多路）通道接收，而例子中的 BTS1 传输通过 2 路径通道接收。来自于 BTS1 和 BTS2 的信号在到达接收机 3 之前，已经在通道 2 中得到了有效的相加。接收信号与储存在接收机中的预期的主同步代码相关性提供了许多相关波峰。检测到的最高的波峰对应于接收机将要同步的网络的基站（找到的基站）。

20 初始信元查找的第二步是建立帧同步，并识别在第一步中所找到的基站（找到的基站）的代码组。初始信元查找的第三步是确定分配给找到的 BS 的不规则代码。为了避免冗长，不在这里介绍关于初始信元查找的第二步和第三步的更多细节，这些内容可以参考上述的 ETSI 公开出版物 TR 101 146 。

25 发明内容

本发明的目的是提供一种在直接序列扩展频谱通讯接收机中改进估算频率偏移的方法。

依照本发明，它提供用来估算一个直接序列传播频谱通讯接收机中的频率偏移的一种方法，这种方法包括计算通过接收机的下行转换给予
30 无线电信道接收的同步代码的部分的相位差值，由接收到的同步代码的

部分与存储在接收机中的同步代码的一序列相关性计算所述的相位差，其中，执行的一序列相关性的周期不比所述存储的同步代码的持续时间长。

5 附图说明

下面参考附图将描述本发明的一个例子，其中：

图 1 是基站传输的示意图，

图 2 描述了基站传输的组成，

图 3 是描述了载波偏移估算方法的流程图，

10 图 4 描述了在单个时隙中的序列偏相关周期，

图 5 描述了在单个时隙中的序列重叠的偏相关周期。

在这里描述的本发明的实施方案可以用于初始信元查找，在操作在 UMTS 网络中的频分双工（FDD）模式下的移动站中执行该初始信元查找。

15 由于载波和取样时钟频率之间的误差，UMTS 信元查找的性能会降低。在实践中，载波和取样时钟频率都是源自于一个基准振荡器（通常是一个 VCXO）的频率。载波（ f_c ）和取样时钟频率（ f_{smp} ）分别由方程式（1）和（2）表示。在这些方程式中的项 k_1 和 k_2 代表常量，而 f_x 是由移动站的基准振荡器提供基准频率。

20

$$f_c = k_1 \times f_x \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$f_{\text{smp}} = k_2 \times f_x \quad \dots\dots\dots(2)$$

25 方程式（1）和（2）描述了晶体振荡器产生的基准频率的不准确转变成载波和取样时钟频率的不准确的方式。当不准确度表示成百万分率时，同样的不准确性将会作用到 3 个频率 f_x 、 f_c 和 f_{smp} 中的每一个。例如，对于所需的载波频率 2GHZ，和取样时钟频率 15.36MHZ，一个百万分之一的不准确（在 f_x 中）表示在载波频率中的偏移 2KHZ 以及在取样频率中的偏移 15.36HZ。

30

关于 WCDMA 信元查找,载波频率偏移导致了接收的复合信号的连续相位变化。取样时钟频率偏移可能引起重要的系统定时例的检测错误。在取样时钟频率中的任一偏移的效果只有在处理完大量时隙中的信号之后才可以观察到。载波频率的偏移引起的相位循环 (phase rotation) 导致信号功率与噪音加干扰功率相比的接收率的降低, 结果是, 错误的定时检测例的概率增加。因此, 载波频率偏移和取样时钟频率偏移将会导致 UMTS 信元查找过程的所有三个步骤的性能的降低。

由频率不准确引起的信元查找性能的降低在信元查找过程的第一步中是很明显的。取样时钟偏移可能会引起检测时隙边界的误差, 也就是时隙边界将会放置在错误的位置。如果定位时隙边界的误差大于一个码片周期, 由余下的信元查找步骤获得的结果也是错误的。然而, 对于实际的频率不准确, 经过一段长时间间隔, 可观察到由取样时钟不准确引起的码片 1 的滑动。

因此, 当和载波频率偏移相比时, 取样时钟的不准确具有第二位的重要性。由于可立刻观察到载波频率偏移的效果, 所以可以检测出这些效果并用于校正基准频率。基准频率的不准确度的减少也将会减少在载波和取样时钟频率两者中的偏移。在这里描述的方法是基于微分相位偏移, 该微分相位偏移是由用于下行转换的本地振荡器频率的误差而给予在下行转换中接收的主同步代码的主同步代码。这一相位偏移的检测结果用来校正基准振荡器的频率。

由基站传输的复杂的基带信号可以表示成

$$S_i = A(t) \cdot e^{j\theta(t)}$$

其中 $A(t)$ 和 $\theta(t)$ 分别代表了信号的大小和相位。当通过一个衰落路径接收传输的信号时, 可以表示如下:

$$S_r = \beta(t) \cdot S_i \cdot e^{j(\Delta\omega t + \phi(t) + \sigma(t))} \dots\dots\dots(3)$$

其中 $\Delta\omega$ 是在每秒弧度角中的载波频率偏移, $\phi(t)$ 是由于多普勒效应移位产生的随机相位 (在弧度角中) 以及 $\sigma(t)$ 是由于噪音和干

扰引起的随机相位。信号包络的变动表示成 $\beta(t)$ 。

在 UMTS 信元查找的第一步, 接收信号的相位 (I) 和正交 (Q) 分量与主同步代码相关。当本地主同步代码和接收的 PCCPCH+SCH 时隙的第一个码元 (即在时隙的边界) 对准时, 传输信号可以表示成:

$$S_t = M \cdot e^{j\pi/4} \dots\dots\dots(4)$$

其中 M 是一个常数。相应的接收信号和本地的存储在接收器中的主同步代码的相关性如方程式 (5) 所示, 其中 T 是相关周期。

$$c = \int_0^T [\beta(t) \cdot M^2 \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{j(\Delta\omega t + \phi(t) + \sigma(t))}] \cdot dt \dots\dots\dots(5)$$

10

方程(5)表示本地的主同步代码和在时隙边界接收的信号之间的关系。当主同步代码是已知信号时, 可通过检测接收的主同步代码的相位变化来估算载波频率偏移。由多普勒效应和噪音加干扰引起的信号分量的效果将在下文讨论, 为了清楚表述, 它们从方程式 (5) 中除去, 那么

15

$$c = \int_0^T [M^2 \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{j(\Delta\omega t)}] \cdot dt \dots\dots\dots(6)$$

20

为了估算由载波偏移引起的相位, 上述的积分可以在多个时间间隔中估算 (也就是, 通过使用偏相关)。结果的微分相位将会包括直接和载波频率偏移成比例的部分。这一过程如下列的方程式所示, 其中使用了 2 个时间间隔。描述使用了两个非重叠偏相关的也可以在图 4 中看到。

$$c_1 = \int_0^{T/2} M^2 \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

$$c_2 = \int_{T/2}^T M^2 \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

25

在结果之间的微分相位是由下式得来的:

$$\Delta\phi = \angle C_2 - \angle C_1 = (\Delta\omega) T/2 \dots\dots\dots(7)$$

载波频率偏移接着可以从下式计算：

$$\Delta\omega = 2\Delta\phi / T \quad \dots\dots\dots(8)$$

5

通过使用 N 个偏相关，可以获得 N-1 个微分相位值，每个表明一个载波频率偏移：

$$\Delta\omega = (\Delta\phi) N / T \quad \dots\dots\dots(9)$$

10

其中， $\Delta\phi$ 是

$$\Delta\phi = \angle C_i - \angle c_{i-1} \quad \dots\dots\dots(10)$$

而 c_i 代表第 i 个偏相关。

通过使用从方程式 10 获得的各个值相加的平均值，多个微分相位值可以用来估算在附加白色高斯噪音（AWGN）、多路和多用户条件下的载波频率偏移。

15

$$\overline{\Delta\omega} = \sum_{i=1}^{N-1} \Delta\omega_i / (N-1) \quad \dots\dots\dots(11)$$

20

通过确保使用在周期内的偏相关获得的微分相位值，最小化多普勒效应的效果。这一周期要比信道的相干时间短。相干时间是在衰落信号取样之间有高度相关性的周期，并且它近似地等于多普勒效应频率的倒数。对于一个 500km/h 的移动速率和一个 2GHz 的标称载波频率，多普勒效应频率接近于 925Hz。对应的相干时间大约是 1×10^{-3} 秒。如上所述，估算微分相位值在一单个的 PCCPCH+SCH 码元周期（既， $\sim 67 \times 10^{-6}$ 秒）的持续时间内完成，这个周期比相干时间要小的多。

25

由于多普勒效应引起的相位变化通常可以假设成很小的，因此不会较大地影响上述的计算结果。然而，通过计算许多时隙的频率偏移的一组值，可以获得改进的载波频率偏移的估算。然后可以进行计算平均值的步骤。一个计算平均值的步骤由下面的方程式所示

30

$$\overline{\Delta\omega} = \sum_{k=1}^M \sum_{i=1}^{N-1} \Delta\omega_{ik} / M(N-1)$$

其中， $\Delta\omega_{ik}$ 代表第 k 个时隙的第 i 个关系的频率偏移的估算。 M 是在求平均值步骤中使用的时隙数量。然后，从平均值中获得频率偏移，
5 平均值从每个时隙和多个时隙中的序列偏相关中获得。

在上述步骤中，各种不同的因素影响了要使用的每个主同步代码的偏相关的数量选择。在序列相关的偏相关数量的增加导致产生了一个更短的相关周期（相对与相干时间）。相关周期越短，可以预期的由多普勒效应引起的相位变化越小。然而，使用更短的相关周期会引起检测的信号功率降低，以及导致了降低的信号与噪音加干扰的比率。对于降低的信噪比，AWGN 的效应和检测到的微分相位值的干扰就变得更加剧烈。已经发现，每个主同步代码两个偏相关足以估算要获得的载波频率偏移。
10

15 最小的可检测到的频率偏移取决于信号功率与噪音加干扰的比率，也取决于在偏相关时间间隔中由多普勒效应引起的信号相位变化，试验结果表明，对于一个以每小时 80 公里（km/h）移动的移动站，可以预期，在这里描述的方法能够检测到载波频率偏移的 95%以上，并且对于以 500m/h 移动的移动站，检测率维持在 75%以上。

20 对于增加的相关功率来说，可以使用在偏相关之间的重叠，通过这种方法，在序列相关中的每个相关包括与序列相关中的另一个相关共有的同步代码的一部分。参考图 5，所描述的两个重叠偏相关在一个单个时隙中执行。在 UMTS 中，主同步代码 X 具有 256 个码片的长度。用第一个（256-a）码片执行第一个偏相关 PC1，用最后一个（256-a）码片执行第二个偏相关 PC2。在该序列相关中，256-2a 码片是 PC1 及 PC2 两者
25 共有。更一般地，第一个和第二个重叠偏相关可以表示成：

$$PC_1 = \int_0^{(X-a) \cdot T/X} M^2 \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

$$PC_2 = \int_{a \cdot T/X}^T M^2 \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

- 5 由于每个偏相关周期长度的增加，图 5 所示的排列提供了相关功率，它比从非重叠排列获得的相关功率大。相应微分相位从 $(\Delta\omega \cdot a \cdot T)/X$ 中获得，其中 X 是主同步代码中码片的总数， T 是以秒计的主同步代码的持续时间，以及 a 是不在偏相关步骤中使用的主同步代码的码片的数量。
- 10 对于在这个例子中所示的，1ppm 的载波频率偏移，2GHz 的载波频率，以及 $a=64$ 码片，偏相关的标称峰值将会接近于 2.5 分贝，这小于由具有全部 256 个码片代码的相关提供的峰值。从使用一个 $a=64$ 码片的重叠得出的标称微分相位是 12 度，并且这个差值足够的大，它可以通过图 3 的算法算出。
- 15 通过比较上述例子（ $a=64$ 码片）和不使用偏相关重叠的排列，可以论证使用重叠的偏相关的优势。当 $a=128$ 码片以及在一单个时隙中执行 2 个偏相关时，这个偏相关的峰值将会是 6 分贝，它比一个全相关的分贝要小（ $a=0$ ）。当遇到了一个相当高的噪音加干扰时，重叠偏相关可以用来增加一个偏相关峰值的功率，因此而避免不想要的性能的降低。
- 20 一般来说， a 的一个合适的值将是，重叠相关功率最大化，而所获得微分相位仍维持在系统检测到的变化范围内。可以通过现有技术中众所周知的标准数字技术实施本发明。

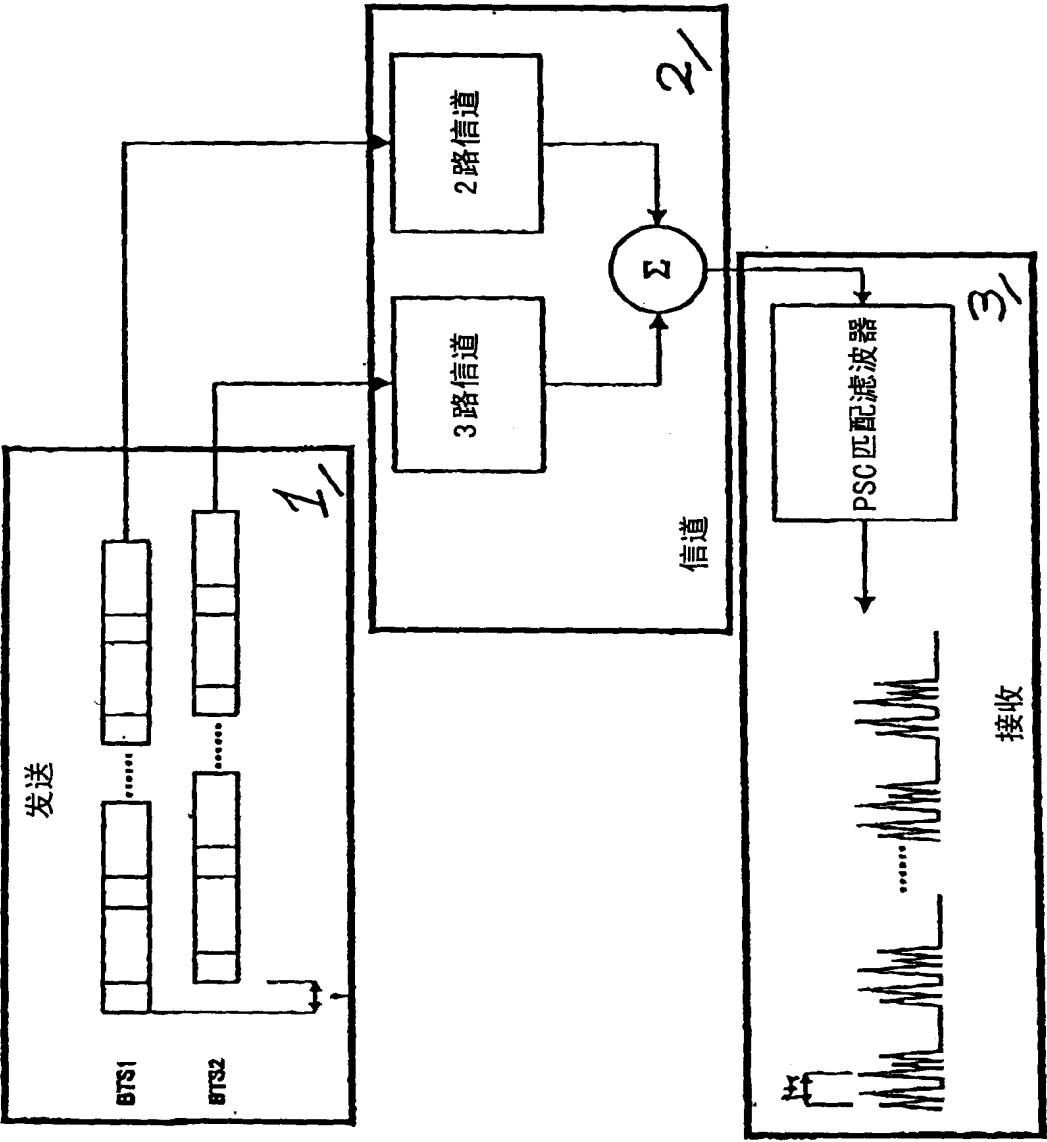


图 1

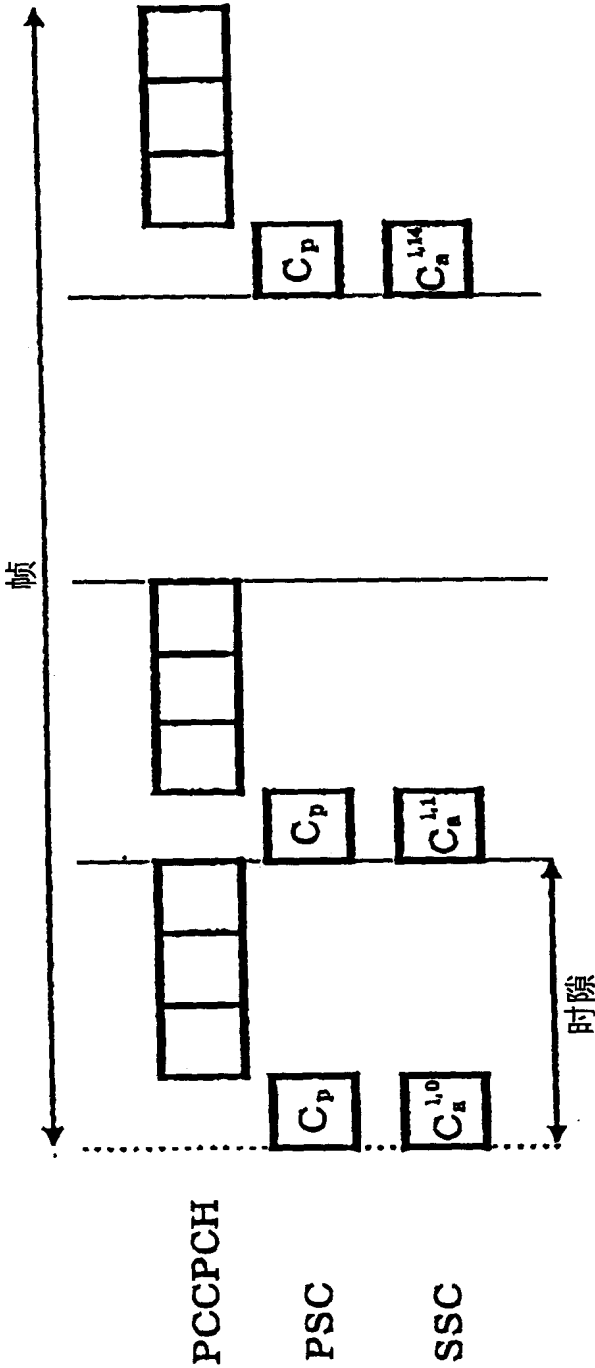


图 2

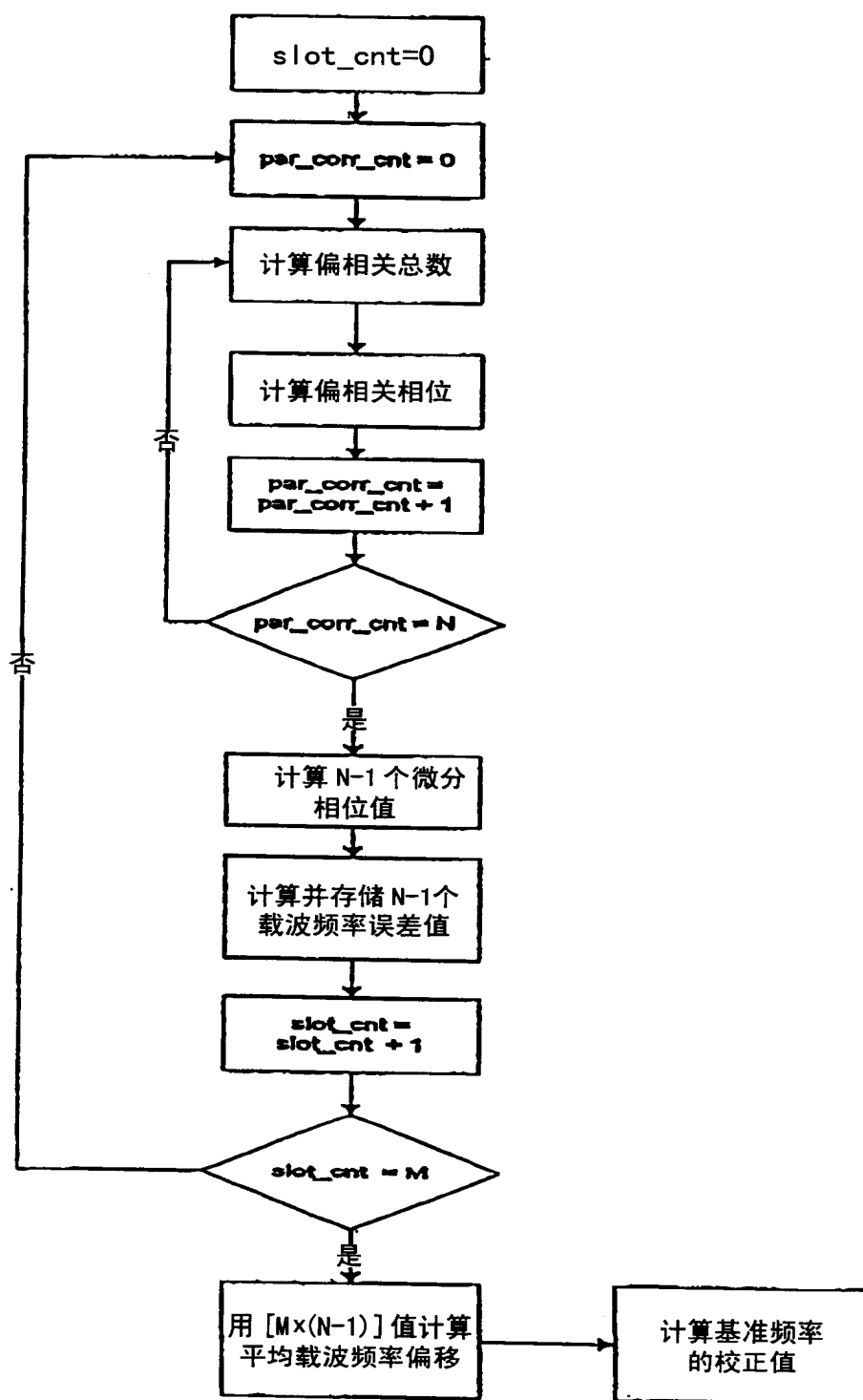


图 3

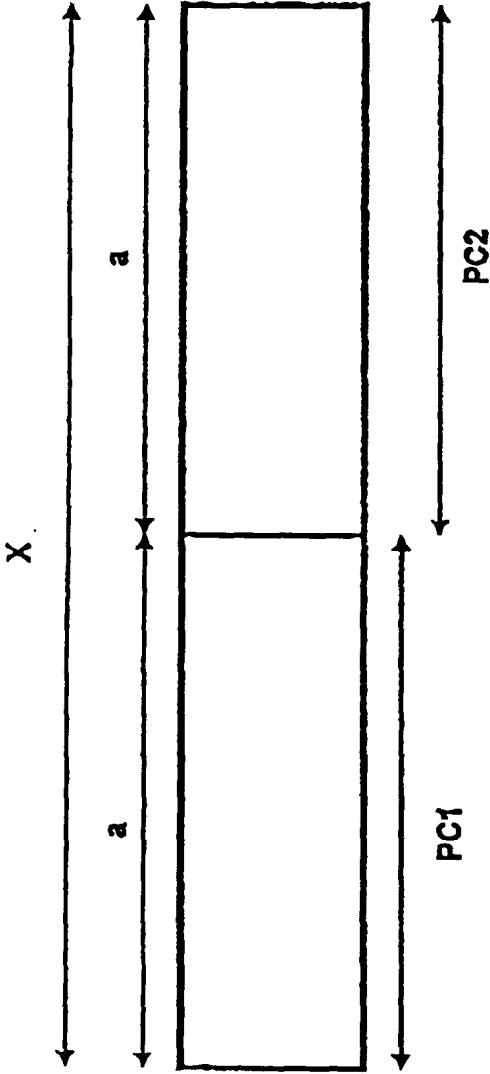


图 4

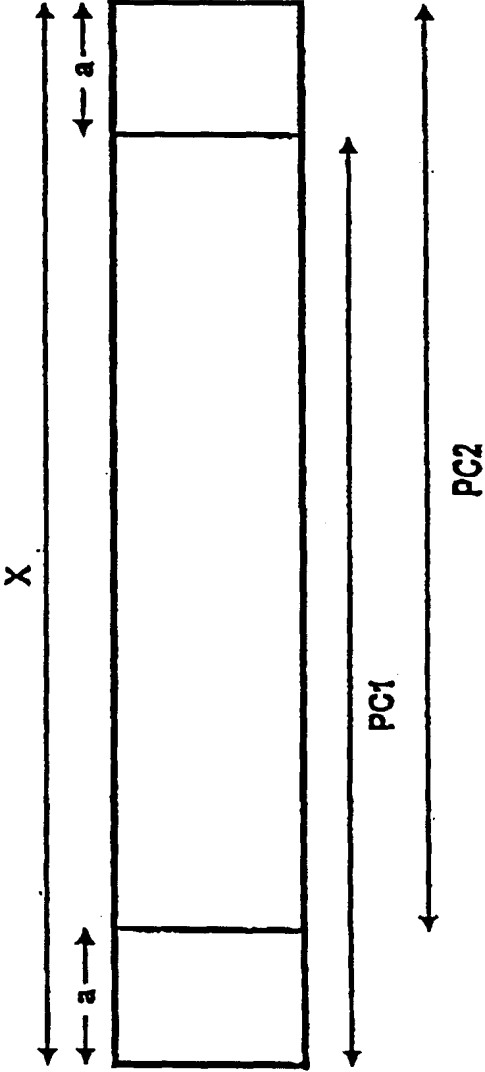


图 5